

DOMANDA DI INVENZIONE NUMERO	102021000023000
Data Deposito	06/09/2021
Data Pubblicazione	06/03/2023

Classifiche IPC

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	03	L	7	099

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	03	B	5	12

Titolo

OSCILLATORE CONTROLLATO IN TENSIONE CON CIRCUITO RISONANTE SERIE

DESCRIZIONE

del brevetto per invenzione industriale dal titolo: "OSCILLATORE
CONTROLLATO IN TENSIONE CON CIRCUITO RISONANTE SERIE"

di STMICROELECTRONICS S.R.L.

di nazionalità italiana

con sede: VIA C. OLIVETTI 2

20864 AGRATE BRIANZA (MB)

Inventori: FRANCESCHIN Alessandro, MAZZANTI Andrea, PALLOTTA
Andrea

*** ***** ***

La presente invenzione è relativa a un oscillatore
controllato in tensione con circuito risonante serie.

Come è noto, gli oscillatori controllati in tensione
(Voltage Controlled Oscillators, VCO) sono componenti di
base nei sistemi a radiofrequenza (Radio Frequency, RF) e
sono utilizzati in trasmettitori e ricevitori per
applicazioni di comunicazione, rilevamento e radar. Nelle
telecomunicazioni, ad esempio, gli oscillatori controllati
in tensione sono normalmente la base per stabilire portante
in frequenza, generazione di clock e recupero di bit.

Il rumore di fase sta diventando sempre più spesso un
aspetto critico negli oscillatori controllati in tensione,
specialmente nella comunicazione senza fili, poiché l'enorme
crescita della domanda di risorse di banda e canali di
frequenza impone requisiti molto severi per minimizzare gli

errori di comunicazione. Ad esempio, nella modulazione di fase (Phase Shift Keying, PSK) o nella modulazione di ampiezza in quadratura (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) di ordine elevato, il rumore di fase può condurre a errori nella decodifica di simboli adiacenti. Come può essere compreso dall'esempio della figura 1, il rumore di fase può far sì che le portanti corrispondenti a determinati simboli si spostino su intervalli di ampiezza e di fase di simboli adiacenti, causando dunque errori di interpretazione.

La riduzione del rumore di fase è quindi sentita come un obiettivo cruciale per sviluppare sistemi di comunicazione con capacità superiore, grazie a una larghezza di banda più ampia e schemi di modulazione spettralmente efficienti fino a frequenze portanti con lunghezza d'onda millimetrica. Secondo una soluzione semplice, il rumore di fase negli oscillatori controllati in tensione viene ridotto ridimensionando gli induttori del circuito risonante parallelo e aumentando il consumo di energia per una determinata tensione di alimentazione. Tuttavia, il fattore di qualità Q viene degradato con induttori troppo piccoli e pone un confine inferiore sul rumore di fase.

Per superare questo limite, sono stati proposti oscillatori multi-core con circuiti risonanti paralleli, per cui N oscillatori identici sono accoppiati in uno schema simmetrico per ridimensionare il rumore di fase di $10 \log(N)$.

Gli oscillatori multi-core si sono dimostrati efficaci, ma anche minime discrepanze tra oscillatori possono compromettere significativamente il rumore di fase e penalizzare la cifra di merito. Inoltre, la disposizione simmetrica degli oscillatori richiesta limita il numero di nuclei che possono essere accoppiati tra loro, limitando dunque anche la riduzione del rumore di fase che può essere raggiunta. Sebbene in molte applicazioni gli oscillatori multi-core abbiano fornito una buona soluzione, non ci si può aspettare che i severi requisiti imposti dagli sviluppi nelle telecomunicazioni possano essere soddisfatti.

Scopo della presente invenzione è fornire un oscillatore controllato in tensione che consenta di superare, o quanto meno attenuare, le limitazioni sopra descritte.

Secondo la presente invenzione, viene fornito un oscillatore controllato in tensione come definito nella rivendicazione 1.

Per una migliore comprensione dell'invenzione, ne verranno ora descritte alcune forme di realizzazione, a puro titolo di esempio non limitativo e con riferimento ai disegni allegati, in cui:

- la figura 1 è un grafico che mostra gli effetti del rumore di fase in uno schema di modulazione;
- la figura 2 è uno schema a blocchi semplificato di un

oscillatore controllato in tensione in accordo a una forma di realizzazione della presente invenzione;

- la figura 3 è un grafico che mostra le grandezze dell'oscillatore controllato in tensione della figura 2;

- la figura 4 è uno schema circuitale dell'oscillatore controllato in tensione della figura 2;

- la figura 5 è uno schema circuitale parziale di un oscillatore controllato in tensione in accordo a una differente forma di realizzazione della presente invenzione;

- la figura 6 è uno schema circuitale parziale di un oscillatore controllato in tensione in accordo a un'altra forma di realizzazione della presente invenzione;

- la figura 7 è uno schema a blocchi di un dispositivo elettronico includente l'oscillatore controllato in tensione della figura 6.

Con riferimento alla figura 2, un oscillatore controllato in tensione in accordo a una forma di realizzazione della presente invenzione è indicato dal numero di riferimento 1 e comprende un circuito risonante serie 2 e un dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3.

Il circuito risonante serie 2 è accoppiato tra terminali di alimentazione di tensione 3a, 3b del dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3. Più precisamente, il circuito risonante serie 2 comprende un componente capacitivo 5, un componente induttivo 6 e un componente

resistivo 7 accoppiati in serie tra i terminali di alimentazione di tensione 3a, 3b. Il componente resistivo 7 include anche le resistenze del componente capacitivo 5 e del componente induttivo 6. Sebbene sia stato espressamente indicato nella figura 2 per chiarezza, non è necessario includere un resistore come componente separato e il componente resistivo 7 può essere definito esclusivamente dalle resistenze del componente capacitivo 5 e del componente induttivo 6, secondo le preferenze di progetto. Al componente resistivo 7 è associata una resistenza serie R_s .

Il circuito risonante serie 2 è configurato per risuonare a una frequenza di risonanza ω_0 e presenta un fattore di qualità serie Q_s . In un esempio, il fattore di qualità serie Q_s è 15.

Il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3 è configurato per fornire una tensione di pilotaggio V_x e per avere una resistenza negativa in un intervallo di tensione operativo V_R , come mostrato nella figura 3. Fuori dall'intervallo di tensione operativo V_R , la tensione di pilotaggio V_x satura a $\pm V_{MAX}$. In una condizione di equilibrio, sia la tensione di pilotaggio V_x sia una corrispondente corrente di pilotaggio I_x sono zero e la resistenza negativa viene selezionata rispetto alla resistenza serie R_s del circuito risonante serie 2 per consentire l'instaurazione di oscillazioni.

Con riferimento alla figura 4, in cui l'oscillatore controllato in tensione 1 è illustrato in maggior dettaglio, il circuito risonante serie 2 è provvisto di un terminale di sintonizzazione 10 e di un terminale di polarizzazione 11 accoppiato a nodi di polarizzazione 11a tramite rispettivi componenti di polarizzazione, ad esempio induttori di polarizzazione 11b. Al fine di ridurre la caduta di tensione su ciascun elemento capacitivo, in una forma di realizzazione il componente capacitivo 5 comprende una pluralità di condensatori 12 e una coppia di varactor di sintonizzazione 13, accoppiati in serie tra loro simmetricamente rispetto al terminale di sintonizzazione 10. In particolare, i varactor 13 presentano rispettivi primi terminali accoppiati al terminale di sintonizzazione 10 e secondi terminali accoppiati a un rispettivo dei nodi di polarizzazione 11. I condensatori 12 sono accoppiati simmetricamente ai nodi di polarizzazione 11a, 11b da parti opposte dei varactor 13, per formare un struttura capacitiva bilanciata.

Nella forma di realizzazione della figura 4, il componente induttivo 6 comprende due induttori 15, simmetricamente accoppiati a opposti terminali del componente capacitivo 5 e inoltre accoppiati ad un rispettivo dei terminali di alimentazione di tensione 3a, 3b del dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3.

Il componente resistivo 7 comprende a sua volta due

resistori 17, ciascuno in serie a un rispettivo degli induttori 15. I resistori 17 tengono conto della resistenza dei rispettivi induttori 15 alla frequenza di risonanza ω_0 e possono includere componenti separati aggiuntivi, secondo le preferenze di progetto. Ad esempio, in applicazioni a bassa frequenza, fino alla gamma dei kilohertz, possono essere previsti resistori separati, mentre a frequenze superiori il componente resistivo 7 può essere definito dalla sola resistenza degli induttori 15.

Il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3 comprende una coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 20, resistori di carico 21, induttori di choke 23 e diodi saturatori 25, 26.

Nella forma di realizzazione della figura 4, la coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 20 include transistori bipolari 27 con rispettivi terminali di base accoppiati a terminali di collettore dell'altro transistor. I terminali di emettitore dei transistori bipolari 27 definiscono i terminali di alimentazione di tensione 3a, 3b del dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3. I terminali di collettore dei transistori bipolari 27 definiscono i terminali di alimentazione di corrente 3c, 3d per i resistori di carico 21. Resta inteso che i transistori bipolari possono essere sostituiti da transistori a effetto di campo nella coppia differenziale ad accoppiamento

incrociato, come illustrato nella figura 5, nel qual caso i terminali di alimentazione di tensione 3a, 3b e i terminali di alimentazione di corrente 3c, 3d sono definiti, rispettivamente, da terminali di sorgente e terminali di pozzo dei transistori ad effetto di campo.

I condensatori di polarizzazione 28 in serie ai terminali di base dei rispettivi transistori 27 e gli induttori di polarizzazione 29 tra i terminali di base dei rispettivi transistori 27 e un terminale di polarizzazione 30 forniscono una polarizzazione continua appropriata per impedire ai transistori 27 di operare nella regione di saturazione. Gli induttori di choke 23 sono in serie ai terminali di emettitore dei rispettivi transistori 27 della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 20 e, oltre ad accoppiare una componente di corrente di polarizzazione continua I_B nella coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 20 per evitare la saturazione dei transistori 27, consentono ai relativi terminali di emettitore, ossia ai terminali di alimentazione di tensione 3a, 3b, di spostarsi dalla tensione di massa.

I resistori di carico 21 sono accoppiati tra i terminali di collettore dei rispettivi transistori 27 e una linea di alimentazione di tensione 32, fornente una tensione di alimentazione continua V_{CC} . I resistori di carico presentano una resistenza di carico R_L combaciata ("matched"), per cui

la resistenza di uscita differenziale R_0 in corrispondenza dei terminali di alimentazione di tensione 3a, 3b è

$$R_0 = -2R_L + 2/g_m$$

nell'intervallo di tensione operativo V_R (figura 3), a causa dell'azione della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 20. Inoltre, la resistenza di carico R_L è selezionata per soddisfare le condizioni per innescare l'instaurazione di oscillazioni, vale a dire

$$|R_0| = |2R_L| > R_s$$

I diodi saturatori 25, 26 sono accoppiati in configurazione antiparallelo tra i terminali di collettore dei transistori 27 e sono selezionati per imporre con precisione i confini dell'intervallo di tensione operativo V_R , il valore massimo di tensione $+V_{MAX}$ e il valore minimo di tensione $-V_{MAX}$ per la tensione di pilotaggio V_X , come mostrato nella figura 3.

Una stima del rumore di fase associato a un oscillatore a un determinato offset di frequenza $\Delta\omega$ [EP1] dalla frequenza di risonanza ω_0 può essere generalmente ricavata dalla formula di Leeson come segue:

$$\mathcal{L} = 10 \log \left[\frac{2FkT}{P_s} \left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right]$$

dove $\mathcal{L}$ è il rumore di fase, F è il fattore di rumore, k è la costante di Boltzmann e P_s è la potenza del segnale associata al circuito risonante dell'oscillatore.

Nel circuito risonante serie 2 pilotato in tensione, la

potenza del segnale serie P_{SS} è data da

$$P_{SS} = \frac{V_{MAX}^2}{2R_S} = \frac{V_{MAX}^2}{2\omega_0} \frac{Q_S}{L}$$

dove L è l'induttanza del componente induttivo.

Per un circuito risonante parallelo pilotato in corrente con gli stessi valori di resistenza, capacità e induttanza del circuito risonante serie 2, la stessa frequenza di risonanza ω_0 e un fattore di qualità parallelo Q_P uguale al fattore di qualità serie Q_S , la potenza del segnale parallelo P_{SP} è

$$P_{SP} = \frac{V_{MAX}^2}{2R_P} = \frac{V_{MAX}^2}{2\omega_0} \frac{1}{LQ_P}$$

Pertanto

$$P_{SS} = P_{SP} Q_P^2 = P_{SP} Q_S^2$$

La formula di Leeson mostra la riduzione del rumore di fase realizzata dal circuito risonante serie 2 pilotato in tensione rispetto a circuiti risonanti paralleli pilotati in corrente duali con gli stessi parametri circuitali, frequenza di risonanza e fattore di qualità:

$$\mathcal{L}_S = 10 \log \left[\frac{2FkT}{P_{SS}} \left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right] = 10 \log \left[\frac{2FkT}{P_{SP}Q_S^2} \left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right] = \mathcal{L}_P - 10 \log Q_S^2$$

La riduzione del rumore di fase è così significativa che il circuito risonante serie 2 pilotato in tensione ha prestazioni migliori anche dei circuiti risonanti paralleli pilotati in corrente duali in configurazione multi-core. Pertanto, da un lato, la struttura e il layout del circuito sono più semplici e viene occupata molta meno area di chip. Dall'altro, il progetto del circuito risonante serie 2

pilotato in tensione non è limitato da requisiti di simmetria, mentre gli oscillatori basati sui circuiti risonanti paralleli pilotati in corrente duali devono far fronte al fatto che aumentare il numero di nuclei oltre le poche unità può essere molto difficile, ammesso che sia possibile.

Il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3 fornisce tensione di pilotaggio appropriata e anche una resistenza negativa in grado di far sì che si instaurino oscillazioni tramite i terminali di alimentazione di tensione della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato, ossia i terminali di emettitore (o terminali di sorgente per FET). Pertanto, l'oscillatore controllato in tensione 1 consente di sfruttare i vantaggi del circuito risonante serie 2 tramite un pilotaggio semplice, ma efficace ed affidabile.

Per le applicazioni ad alta frequenza, i componenti parassiti svolgono un ruolo che in alcuni casi non può essere trascurato. La soluzione di un circuito risonante serie accoppiato a terminali di alimentazione di tensione di un dispositivo di pilotaggio in tensione attivo basato su una coppia differenziale ad accoppiamento incrociato è comunque applicabile.

Secondo la forma di realizzazione della figura 6, un oscillatore controllato in tensione 100 comprende un

circuito risonante serie 102 e un dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 103.

Sostanzialmente come già descritto con riferimento alle figure 2 e 4, il circuito risonante serie 102 è accoppiato tra terminali di alimentazione di tensione 103a, 103b del dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 103, e include un componente capacitivo serie 105, un componente induttivo serie 106 e un componente resistivo serie 107. Inoltre, il circuito 102 ha una frequenza di risonanza ω_0 (ad esempio 10 GHz) e un fattore di qualità serie Q_s . Qui, il componente resistivo serie 107 coincide sostanzialmente con una resistenza serie parassita R_s del componente induttivo serie 106 alla frequenza di risonanza ω_0 . Il componente resistivo serie 107 può avere la stessa struttura del componente resistivo 7 della figura 4.

Il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 103 è configurato per fornire una tensione di pilotaggio V_x e per avere una resistenza negativa con caratteristica V-I qualitativamente simile a quella mostrata nella figura 3.

Il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 103 comprende una coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 120, un circuito risonante parallelo 121, induttori di choke 123 e diodi saturatori 125, 126.

La coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 20 include transistori bipolari 127 con rispettivi terminali di

base accoppiati a terminali di collettore dell'altro transistor. I terminali di emettitore dei transistori bipolari 127 definiscono i terminali di alimentazione di tensione 103a, 103b del dispositivo di pilotaggio in tensione attivo 3. I terminali di collettore dei transistori bipolari 127 definiscono i terminali di alimentazione di corrente 103c, 103d per il circuito risonante parallelo 121.

Possono essere previsti componenti di polarizzazione, qui non mostrati, per applicare una polarizzazione continua appropriata per impedire ai transistori 127 di operare nella regione di saturazione. Gli induttori di choke 123 sono accoppiati tra i terminali di emettitore dei rispettivi transistori 127 della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 120 e massa e, oltre ad accoppiare una componente di corrente di polarizzazione continua I_B alla coppia differenziale ad accoppiamento incrociato 120 per evitare la saturazione dei transistori 127, consentono ai relativi terminali di emettitore, ovvero ai terminali di alimentazione di tensione 103a, 103b, di spostarsi dalla tensione di massa.

Il circuito risonante parallelo 121 è accoppiato tra i terminali di collettore dei transistori 127 e include un componente capacitivo parallelo 128, un componente induttivo parallelo 129 e un componente resistivo parallelo 130.

Il componente capacitivo parallelo 128 tiene conto

delle capacità parassite in corrispondenza dei terminali di collettore dei transistori 127, ovvero in corrispondenza dei terminali di alimentazione di corrente 103c, 103d. Le capacità parassite hanno infatti effetti effettivi e apprezzabili a frequenze superiori, ad esempio nell'ordine dei Gigahertz o superiore.

Il componente induttivo parallelo 129 è selezionato per sintonizzare una frequenza di risonanza del circuito risonante parallelo 121 alla frequenza di risonanza serie ω_0 del circuito risonante serie 102. Un punto centrale del componente induttivo parallelo 129 è accoppiato a una linea di alimentazione di tensione 132, fornente una tensione di alimentazione continua V_{CC} .

Il componente resistivo parallelo 130 può essere essenzialmente determinato dalla resistenza parassita del componente induttivo parallelo 129 ed è selezionato per soddisfare la condizione per l'instaurazione di oscillazioni nel circuito risonante serie 103 alla frequenza di risonanza serie ω_0 . Più precisamente, la resistenza parallelo R_P del componente resistivo parallelo 130 alla frequenza di risonanza serie ω_0 è selezionata in modo tale che la resistenza di uscita differenziale R_0 in corrispondenza dei terminali di alimentazione di tensione 103a, 103b sia come segue:

$$R_0 = -R_P + 2/g_m \quad (-R_P$$

nell'intervallo di tensione operativo V_R e soddisfi le condizioni per innescare l'instaurazione di oscillazioni, vale a dire

$$|R_0| = |R_P| > R_S$$

I diodi saturatori 125, 126 sono accoppiati in configurazione antiparallelo tra i terminali di collettore dei transistori 127 e sono selezionati per porre con precisione i confini dell'intervallo di tensione operativo V_R e il valore massimo di tensione $+V_{MAX}$ e il valore minimo di tensione $-V_{MAX}$ per la tensione di pilotaggio V_X , come mostrato nella figura 3.

Alla frequenza di risonanza ω_0 , l'oscillazione dell'oscillatore controllato in tensione 100 è dominata dal circuito risonante serie 102. Anche il circuito risonante parallelo 121 si sintonizza alla frequenza di risonanza ω_0 e, in condizioni di risonanza, l'impedenza associata è infatti la resistenza parallelo R_P del componente resistivo parallelo 130. In pratica, il circuito risonante parallelo 121 viene sfruttato per annullare gli effetti di componenti parassiti in modo che, alla frequenza di risonanza ω_0 , il circuito risonante parallelo 121 definisca un carico puramente resistivo e l'impedenza risulti nella resistenza negativa richiesta per instaurare e sostenere l'oscillazione. Viene così consentito il funzionamento ad altissima frequenza e può essere preservata la riduzione del

rumore di fase associato al circuito risonante serie 102 pilotato in tensione.

A titolo di esempio, nella figura 7 l'oscillatore controllato in tensione 100 è configurato per oscillare ad una frequenza di risonanza ω_0 di 10 GHz ed è accoppiato ad un moltiplicatore di frequenza 150, che fornisce un aumento di frequenza di un fattore di 8. Un'unità di controllo 160 controlla il funzionamento dell'oscillatore controllato in tensione 100, ad esempio prevede l'operazione di abilitazione/disabilitazione, sintonizzazione, test e simili.

Per l'oscillatore controllato in tensione 100, il rumore di fase a 1 MHz fuori dalla frequenza di risonanza è -138 dBc/Hz, che risulta in -120 dBc/Hz a 80 GHz all'uscita del moltiplicatore di frequenza 150. Il livello di rumore di fase di cui sopra consente di implementare i seguenti schemi di modulazione, ad esempio:

Modulazione	$\mathcal{L}_S$ @1MHz
QPSK	-90 dBc/Hz
16 QAM	-96 dBc/Hz
64 QAM	-102 dBc/Hz
256 QAM	-108 dBc/Hz
1024 QAM	-114 dBc/Hz
4096 QAM	-120 dBc/Hz

Risulta infine evidente che all'oscillatore controllato in tensione descritto possono essere apportate modifiche e variazioni senza per questo allontanarsi dall'ambito di

protezione della presente invenzione, come definito nelle rivendicazioni annesse.

RIVENDICAZIONI

1. Oscillatore controllato in tensione comprendente:

un circuito risonante serie (2; 102), avente una frequenza di risonanza (ω_0);

un dispositivo di pilotaggio in tensione attivo (3; 103), accoppiato al circuito risonante serie (2; 102) e configurato per fornire una tensione di pilotaggio (V_x) e per avere una resistenza negativa di uscita (R_0) in un intervallo di tensione operativo (V_R) alla frequenza di risonanza (ω_0);

in cui il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo (3; 103) comprende una coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (20; 20'; 120) avente terminali di alimentazione di tensione (3a, 3b; 103a, 103b) e il circuito risonante serie (2; 102) è accoppiato ai terminali di alimentazione di tensione (3a, 3b; 103a, 103b) della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (20; 20'; 120).

2. Oscillatore secondo la rivendicazione 1, in cui la coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (20; 20'; 120) comprende una coppia di transistori (27; 27'; 127) in configurazione a inseguitore differenziale e i terminali di alimentazione di tensione (3a, 3b; 103a, 103b) sono definiti da terminali di conduzione di uscita dei transistori (27; 27'; 127).

3. Oscillatore secondo la rivendicazione 2, in cui i

transistori (27; 127) sono transistori bipolari e i terminali di alimentazione di tensione (3a, 3b; 103a, 103b) sono definiti da terminali di emettitore dei transistori (27; 127); oppure in cui i transistori (27') sono transistori a effetto di campo e i terminali di alimentazione di tensione (3a, 3b; 103a, 103b) sono definiti da terminali di sorgente dei transistori (27').

4. Oscillatore secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui la coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (20; 20'; 120) presenta terminali di alimentazione di corrente (3c, 3d; 103c, 103d) e il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo (3; 103) comprende un carico (21; 121) accoppiato ai terminali di alimentazione di corrente (3c, 3d; 103c, 103d), in cui il carico (21; 121) è un carico resistivo alla frequenza di risonanza (ω_0).

5. Oscillatore secondo la rivendicazione 4, in cui il carico (21) comprende resistori accoppiati ai terminali di alimentazione di corrente (3c, 3d) della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (20; 20'; 120).

6. Oscillatore secondo la rivendicazione 4, in cui il carico (121) comprende un circuito risonante parallelo accoppiato ai terminali di alimentazione di corrente (103c, 103d) della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (20; 20'; 120) e sintonizzato alla frequenza di risonanza

(ω_0) .

7. Oscillatore secondo la rivendicazione 6, in cui il circuito risonante parallelo (121) comprende un componente capacitivo parallelo (128) e in cui capacità parassite dei transistori (127) formano almeno parte del componente capacitivo parallelo (128).

8. Oscillatore secondo la rivendicazione 7, in cui il circuito risonante parallelo (121) comprende un componente induttivo parallelo (129) selezionato per sintonizzare il circuito risonante parallelo (121) alla frequenza di risonanza serie (ω_0) .

9. Oscillatore secondo la rivendicazione 8, in cui un punto centrale del componente induttivo parallelo (129) è accoppiato a una linea di alimentazione di tensione (132) configurata per fornire una tensione di alimentazione continua (V_{CC}).

10. Oscillatore secondo la rivendicazione 8 o 9, in cui il circuito risonante parallelo (121) comprende un componente resistivo parallelo (130) che include una resistenza parassita del componente induttivo parallelo (129).

11. Oscillatore secondo una qualsiasi delle rivendicazioni da 4 a 10, in cui il circuito risonante serie (2; 102) ha una resistenza serie (R_S) e in cui il carico (21; 121) è selezionato in modo tale che, alla frequenza di

risonanza (ω_0), un valore assoluto della resistenza negativa di uscita (R_0) del dispositivo di pilotaggio in tensione attivo (3; 103) sia maggiore della resistenza serie (R_s) del circuito risonante serie (2; 102).

12. Oscillatore secondo una qualsiasi delle rivendicazioni da 4 a 11, in cui il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo (3; 103) comprende un primo diodo saturatore (25) e un secondo diodo saturatore (26) accoppiati in configurazione antiparallelo tra i terminali di alimentazione di corrente (3c, 3d; 103c, 103d) del dispositivo di pilotaggio in tensione attivo (3; 103).

13. Oscillatore secondo una qualsiasi delle rivendicazioni da 2 a 12, in cui il dispositivo di pilotaggio in tensione attivo (3; 103) comprende componenti di polarizzazione accoppiati tra i terminali di conduzione di uscita di rispettivi transistori (27; 27'; 127) della coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (120) e una linea a tensione di riferimento e sono configurati per accoppiare una componente di corrente di polarizzazione continua (I_B) nella coppia differenziale ad accoppiamento incrociato (20; 120) per evitare la saturazione dei transistori (27; 127).

14. Sistema elettronico comprendente un oscillatore controllato in tensione (100) secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti e un'unità di controllo (160) accoppiata all'oscillatore controllato in tensione (100).

15. Sistema elettronico secondo la rivendicazione 14, comprendente un moltiplicatore di frequenza (150) accoppiato all'oscillatore controllato in tensione (100) e configurato per moltiplicare la frequenza di risonanza (ω) per un fattore di moltiplicazione.

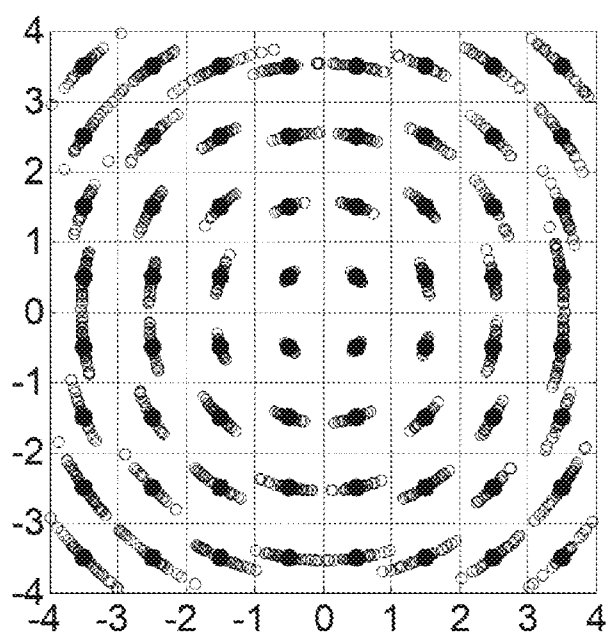


FIG. 1

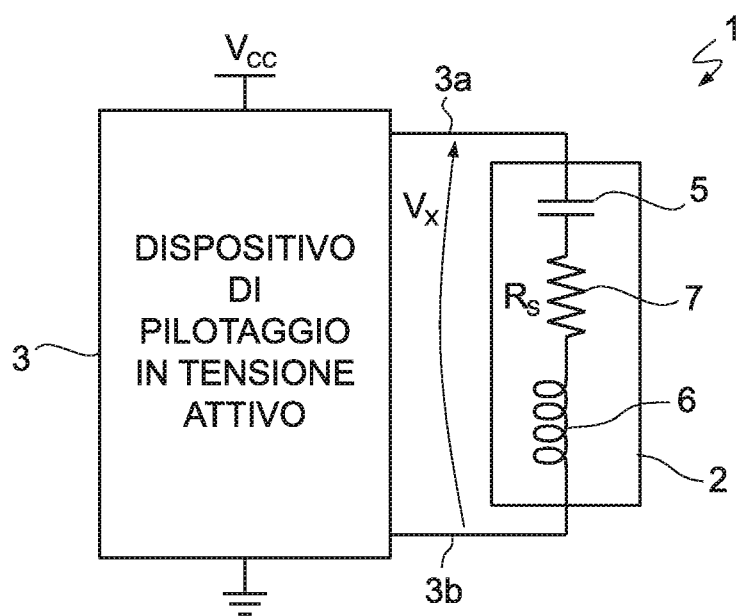


FIG. 2

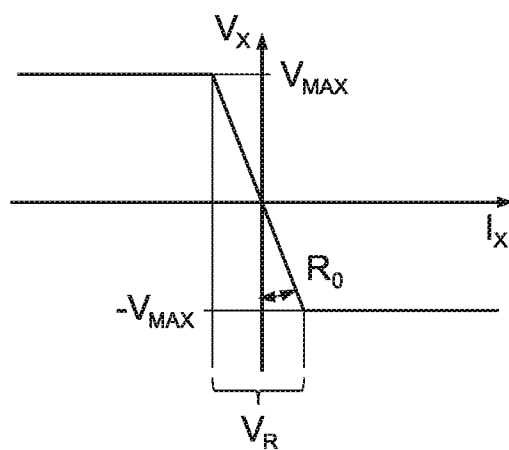


FIG. 3

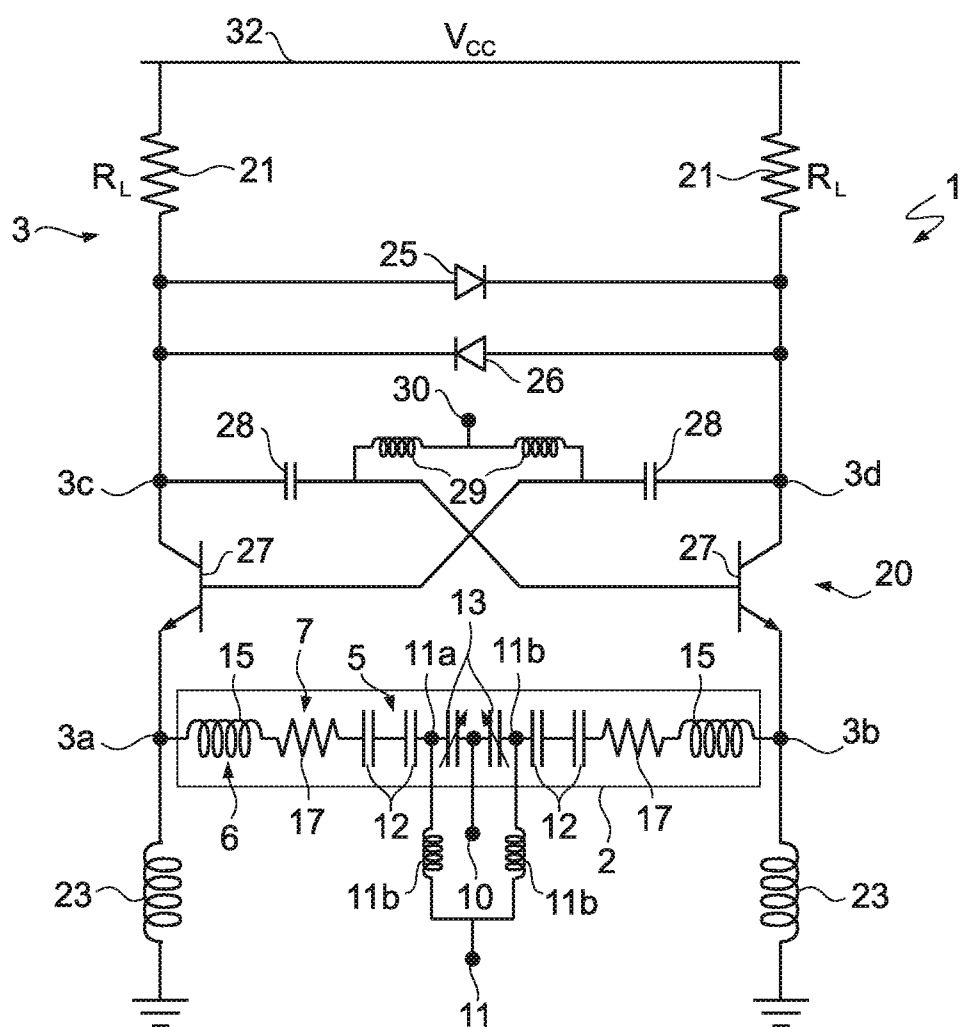


FIG. 4

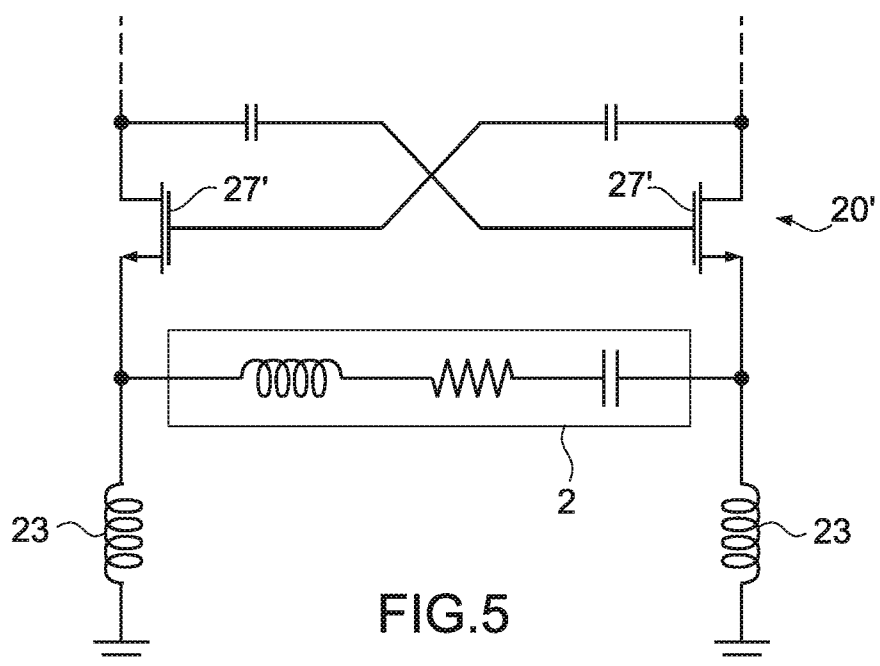


FIG. 5

